



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 199 32 649 A 1**

⑤ Int. Cl.⁷:
H 03 H 9/64

②1 Aktenzeichen: 199 32 649.5
②2 Anmeldetag: 13. 7. 1999
④3 Offenlegungstag: 8. 2. 2001

⑦1 Anmelder:
EPCOS AG, 81541 München, DE

⑦4 Vertreter:
Epping, Hermann & Fischer GbR, 80339 München

⑦2 Erfinder:
Selmeier, Peter, 83558 Maitenbeth, DE

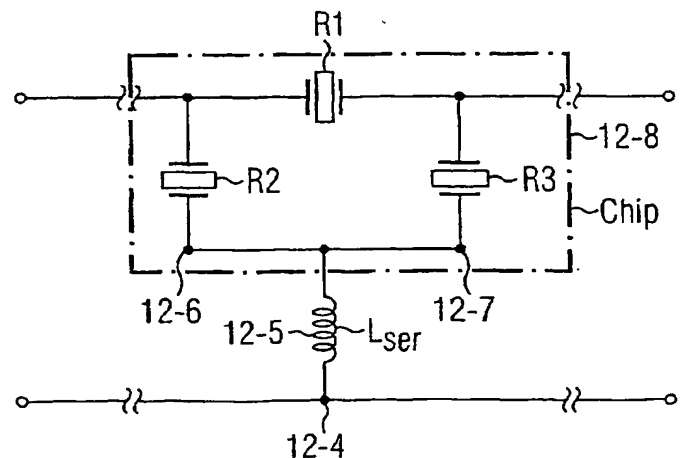
⑤6 Entgegenhaltungen:
DE 198 30 315 A1
EP 09 36 735 A2

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 SAW-Filter des Reaktanzfiltertyps mit verbesserter Sperrbereichsunterdrückung und Verfahren zur Optimierung der Sperrbereichsunterdrückung

⑤7 Es wird vorgeschlagen, bei einem SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp mit zumindest zwei SAW-Resonatoren (R2, R3) in zwei parallelen Zweigen und einem SAW-Resonator (R1) in einem seriellen Zweig eine auf dem Substrat ausgebildete elektrische Verbindung der Masseseiten (12-6, 12-7) der beiden SAW-Resonatoren (R2, R3) in den parallelen Zweigen vor der Anbindung (12-5) an das Gehäuse vorzusehen, um eine Verschiebung der dem Parallelzweig zugehörigen Polstelle zu einer niedrigeren Frequenz zu erreichen.



DE 199 32 649 A 1

DE 199 32 649 A 1

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Oberflächenwellenfilter (OFW oder englisch SAW) und speziell ein SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp mit verbesserter Sperrbereichsunterdrückung sowie ein Verfahren zur Optimierung der Sperrbereichsunterdrückung.

Reaktanzfilter sind aus der klassischen Filtertechnik bekannt. Werden statt diskreter Elemente (Induktivitäten und Kapazitäten) für die einzelnen Resonatoren SAW-Resonatoren verwendet, so spricht man von SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp.

Bei SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp werden als Impedanzelemente SAW-Resonatoren verwendet. Fig. 1 zeigt den schematischen Aufbau eines bekannten Resonators. Er weist metallische Strukturen auf der Oberfläche eines piezoelektrischen Substrats auf und besitzt ein Anschlußpaar 1-1 und 1-2, an dem ein Interdigitalwandler 1-4 zur Transformation von elektrischer in akustische Energie angeschlossen ist. Auf beiden Seiten des Interdigitalwandlers 1-4 ist längs der akustischen Achse jeweils ein Reflektor 1-3 und 1-5 angeordnet um zu verhindern, daß die akustische Energie entweicht.

Fig. 2 zeigt links das Ersatzschaltbild für einen SAW-Resonator R und rechts das für den Resonator verwendete Symbol. Im ersten Zweig der Parallelschaltung befindet sich eine Serienresonanzschaltung aus dynamischer Induktivität L_1 , dynamischer Kapazität C_1 und dynamischem Widerstand R_1 (bei Berücksichtigung von Verlusten) und im zweiten Zweig die statische Kapazität C_0 des Interdigitalwandlers. Die Serienresonanzschaltung gibt das Verhalten des Resonators im Resonanzfall wieder, also im Bereich der Resonanzfrequenz f_r . Die statische Kapazität gibt das Verhalten in den Frequenzbereichen $f \ll f_r$ und $f \gg f_r$ wieder. Die dynamische Kapazität C_1 ist proportional zur statischen Kapazität C_0 des Interdigitalwandlers:

$$C_1 \sim C_0. \quad (1.1)$$

Ein Resonator besitzt eine Resonanzfrequenz f_r und eine Antiresonanzfrequenz f_a . Für die Resonanzfrequenz f_r gilt:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 * C_1}} \quad (1.2)$$

Für die Antiresonanzfrequenz f_a eines Resonators gilt:

$$f_a = f_r * \sqrt{1 + C_1/C_0} \quad (1.3)$$

Basiseinheit eines SAW Reaktanzfilters ist ein sogenanntes Grundglied, wie es in Fig. 3 dargestellt ist. Es besteht aus einem ersten Resonator R_1 mit Resonanzfrequenz f_{rp} und zugehöriger Antiresonanzfrequenz f_{ap} im parallelen Zweig und einem zweiten Resonator R_2 mit Resonanzfrequenz f_{rs} und zugehöriger Antiresonanzfrequenz f_{as} im seriellen Zweig. Der Frequenzverlauf der Admittanz Y_p des Resonators R_1 im parallelen Zweig und der Frequenzverlauf der Impedanz Z_s des Resonators R_2 im seriellen Zweig sind in Fig. 4 dargestellt. Zur Erzeugung eines Bandpaßfilters mit der Mittenfrequenz f_0 haben die Resonanzfrequenzen der beiden Resonatoren folgenden Zusammenhang:

$$f_{ap} \approx f_{rs} \approx f_0 \quad (1.4)$$

Jedes Grundglied ist prinzipiell als Zweitor mit den Anschlüssen 3-1 bzw. 3-2 von Tor 1 und den Anschlüssen 3-3 bzw. 3-4 von Tor 2 zu betrachten (siehe Fig. 3). Gleichzeitig ist der Anschluß 3-1 der Eingang und der Anschluß 3-3 der Ausgang des Serienresonators. Der Eingang des Parallelresonators ist mit dem Anschluß 3-1 verbunden. Die Anschlüsse 3-2 und 3-4 stellen bei einem unsymmetrischen Betrieb die Bezugsmasse dar. Der Ausgang 3-5 des Parallelresonators, der der Bezugsmasse zugewandt ist, wird im folgenden als Ausgangs- bzw. Masseseite des Parallelresonators genannt. Die Induktivität L_{sc} , die zwischen der Ausgangsseite des Parallelresonators und der Bezugsmasse liegt, spiegelt den Anschluß an die Gehäusemasse im realen Aufbau wieder.

Das Selektionsniveau des SAW-Filters nach dem Reaktanzfiltertyp wird zum einen durch das Verhältnis C_{0p}/C_{0s} aus statischer Kapazität C_{0p} im Parallelzweig und statischer Kapazität C_{0s} im Serienzweig bestimmt, zum anderen durch die Anzahl der hintereinander geschalteten (kaskadierten) Grundglieder.

Die Grundglieder werden im Falle einer Kaskadierung üblicherweise angepaßt verschaltet, das heißt, jeweils gespiegelt. Fig. 5 und Fig. 6 zeigen zwei Beispiele eines Reaktanzfilters, bei dem jeweils zwei Grundglieder kaskadiert sind. Die Ausgangsimpedanz 5-1 (Z_{out}) bzw. 6-1 (Z_{in}) des ersten Grundgliedes ist gleich der Eingangsimpedanz 5-2 bzw. 6-2 des zweiten Grundgliedes, wodurch die Verluste durch Fehlanpassung minimal sind. Bezüglich Anzahl und Anordnung der Grundglieder sind für Reaktanzfilter vielerlei Strukturen möglich oder bekannt.

Unmittelbar hintereinanderliegende Resonatoren gleichen Typs (Serienresonator oder Parallelresonator) können auch zu jeweils einem zusammengefaßt werden, wobei die kapazitive Gesamtwirkung gleich bleibt. Die Verschaltung eines Filters gemäß Fig. 7 entspricht in der Wirkung der eines Filters nach Fig. 8.

Die Fig. 9 und 10 zeigen den typischen tatsächlichen Aufbau eines SAW-Filters auf einem piezoelektrischen Substrat 9-1 in einem Keramikgehäuse 9-0 und die typische Verbindungstechnik mit Bonddrähten 9-8 bis 9-12 bzw. 10-9.

Die Parallelresonatoren R1, R3 und R5 werden an der Ausgangsseite 9-15 bis 9-17 über Bonddrähte 9-9, 9-10 und 9-12 mit den Gehäusemassenpads 9-4, 9-5 und 9-7 verbunden.

Durch die typische Aufbautechnik (siehe Fig. 9 und Fig. 10) erhält man bei dem Anschluß der Parallelzweige: an Masse Serieninduktivitäten zwischen z. B. der Ausgangsseite 9-17 des Parallelresonators R5 auf dem Substrat (Chip) 9-1 und der am äußeren Gehäusepin 9-4 anliegenden Masse 10-5. Dazu zählen im wesentlichen der induktive Anteil der Streifenleitung auf dem Chip, die Induktivität der Bondverbindung 9-9 und die der Gehäusedurchführung 10-3.

Diese Serieninduktivitäten beeinflussen das Verhalten des Filters sowohl im Durchlaßbereich als auch im Sperrbereich. Für den Durchlaßbereich gilt $f \sim f_0$. Die Resonanzfrequenz und damit die Bandbreite eines Resonators kann bekanntermaßen durch eine zum Resonator gehörige externe Beschaltung verändert werden. Eine Induktivität seriell zum Resonator erhöht die effektive dynamische Induktivität, wodurch die Resonanzfrequenz f_r sinkt. Da die Antiresonanzfrequenz f_a nur in sehr geringem Maße verschoben wird, wird die Bandbreite $\Delta f = f_a - f_r$ eines Resonators mit serieller Induktivität vergrößert. Im Falle eines Parallelresonators wird auch die Bandbreite des SAW-Filters vergrößert.

Für den Sperrbereich gilt $f \ll f_0$ und $f \gg f_0$. Hier ist das Ersatzschaltbild eines Resonators reduziert auf seine statische Kapazität C_0 , da der Serienschwingkreis außerhalb f_0 sehr hochohmig ist und einem Leerlauf entspricht. Eine Induktivität L_{ser} seriell zum Resonator ergibt einen in Fig. 11 dargestellten Serienschwingkreis mit einer Resonanzfrequenz

$$f_{pol} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ser} \cdot C_0}} \quad (1.5)$$

Im Falle einer Induktivität seriell zu einem Parallelresonator bedeutet dies, daß bei der Frequenz f_{pol} die Energie des Filters direkt nach Masse abfließen kann, es bildet sich in der Filterkurve eine sogenannte Polstelle aus, also eine erhöhte Unterdrückung im Sperrbereich. Die Anzahl der Polstellen im Sperrbereich entspricht der Anzahl der Parallelzweige mit Serieninduktivität. Frequenzmäßig unterscheidbare Polstellen f_{pol1} und f_{pol2} ergeben sich nur bei unterschiedlichen Produkten $\Pi_1 = L_{ser1} \cdot C_{01}$ und $\Pi_2 = L_{ser2} \cdot C_{02}$. Sind die Produkte identisch, so liegen die Polstellen bei der gleichen Frequenz, man erhält eine doppelte Polstelle $f_{pol} = f_{pol1} = f_{pol2}$ mit einer höheren Unterdrückung als bei einer einfachen Polstelle.

Fig. 11a zeigt das Dämpfungsverhalten eines Resonators im Parallelzweig, an den eine Induktivität L_{ser} seriell an die Ausgangsseite des Parallelresonators angeschlossen ist. Wie in Fig. 11b wurde der Serienschwingkreis des Resonators, dessen Resonanzfrequenz f_r gleich f_0 ist, zur Verdeutlichung der Polstelle entfernt. Für die Frequenz der Polstelle f_{pol} gilt typisch $f_{pol} > f_0$, wobei f_0 gleich der Resonanzfrequenz des Filters. Für die Polstelle erhält man eine hohe Dämpfung.

SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp werden vornehmlich als HF-Filter im Mobilfunkbereich eingesetzt, da sie sehr geringe Verluste im Durchlaßbereich aufweisen. Als HF-Filter im Mobilfunkbereich muß das SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp darüberhinaus zum einen das Duplexband (bei einem Sendefilter also das Empfangsband und bei einem Empfangsfilter umgekehrt das Sendeband) und zum anderen das Signal bei der Lokaloszillatorfrequenz (LO) und/oder bei der Spiegelfrequenz (Imagefrequenz) unterdrücken, um ungewollte Mischprodukte im Telefon zu verhindern.

Der Lokaloszillator liegt oberhalb oder unterhalb der Mittenfrequenz f_0 des Filters. Der Abstand zur Mittenfrequenz f_0 entspricht der zur Signalaufbereitung verwendeten Zwischenfrequenz (ZF). Die Spiegelfrequenz hat den Abstand $2 \cdot ZF$ zur Mittenfrequenz f_0 . Da momentan ZF-Frequenzen im Bereich 100–400 MHz verwendet werden, muß das SAW-Filter je nach Anwendung im Bereich f_0 plus/minus 100–800 MHz gute Dämpfungseigenschaften von typisch mehr als 30 dB aufweisen. In den häufigsten Fällen liegt der Lokaloszillator oberhalb der Mittenfrequenz f_0 .

Um eine ausreichende Dämpfung im Bereich der LO- und/oder Imagefrequenz zu erreichen, gibt es verschiedene Möglichkeiten. Möglichkeit A besteht darin, das allgemeine Selektionsniveau (als Maß hierfür gilt die minimale Dämpfung unterhalb des Durchlaßbereiches bei ca. $f_0/2$) entsprechend groß zu machen. Der große Nachteil ist jedoch, daß mit zunehmendem Selektionsniveau auch die Verluste im Durchlaßbereich steigen. Das ist in den meisten Fällen inakzeptabel für die Signalverarbeitung im Telefon. Die zweite Möglichkeit B ergibt sich aus der oben beschriebenen Tatsache, daß eine bei der herkömmlichen Aufbautechnik vorhandene Induktivität seriell zu einem Parallelresonator eine Polstelle erzeugt, die gerade bei der LO- oder Imagefrequenz liegt. Bei dem großen Spektrum an verwendeten ZF-Frequenzen muß in diesem Falle eine Möglichkeit gegeben sein, um die erzeugte Polstelle über einen Bereich von ca. 700 MHz zu variieren.

Da die statische Kapazität C_{0p} , im Parallelzweig maßgeblich die Filterperformance (Passband, Anpassung und Selektionsniveau) bestimmt, kann sie bei gegebenen Filteranforderungen nur in sehr geringem Maße so variiert werden, daß sich gleichzeitig auch noch die Lage von Polstellen im Sperrbereich verändert. Ebenso ist der Freiheitsgrad für die Größe der Induktivität seriell zwischen Ausgangsseite des Parallelresonators und Masse beschränkt. Durch den Zwang zur Miniaturisierung und auch aus Kostengründen werden die verwendeten Chips immer kleiner, was zur Folge hat, daß der induktive Anteil der Streifenleitung auf dem Chip nur begrenzt verändert werden kann. Die Länge und die damit korrelierende Induktivität der Bondverbindung kann innerhalb eines Gehäuses im Zuge der weiter fortschreitenden Miniaturisierung ebenfalls kaum mehr variiert werden. Außerdem ist die Induktivität, die sich aus der Gehäusedurchführung ergibt, für ein gegebenes Gehäuse fixiert.

Für SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp in weiter miniaturisierten Gehäusen ist also auch die Möglichkeit B nicht mehr in ausreichendem Maße gegeben, um die LO- und/oder Imageunterdrückung durch geeignet gesetzte Polstellen über einen großen Frequenzbereich von f_0 plus 100–800 MHz zu gewährleisten. Insbesondere bei der zukünftigen Verbindungstechnologie 'Flip-Chip-Technik', bei der statt der Bonddrähte Bumpverbindungen verwendet werden, ist es unmöglich, Polstellen bei relativ niedrigen Frequenzen, also im Bereich von 100 MHz oberhalb der Mittenfrequenz f_0 zu erzeugen, da die bei dieser Aufbautechnik vorhandenen Induktivitäten seriell zur Ausgangsseite eines Parallelresonators zu klein sind (siehe Formel 1.5) und die statischen Kapazitäten der Parallelzweige wegen der benötigten Selbstanpassung an 50 Ω ebenfalls nicht groß genug gewählt werden können.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es daher, einen Weg anzugeben, wie ein Filter so gestaltet werden kann, daß eine verbesserte Sperrbereichsunterdrückung für bestimmte LO- und Imagefrequenzen über einen möglichen Bereich von 100 bis 800 MHz neben der Mittenfrequenz erhalten werden kann. Insbesondere soll ein Weg angegeben werden, Polstellen eines Reaktanzfilters ohne größere Einflüsse auf das übrige Filterverhalten in einen gewünschten Bereich nahe der Mittenfrequenz f_0 zu verschieben.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß gelöst mit einem Filter nach Anspruch 1. Vorteilhafte Ausgestaltungen und ein Verfahren zur Verschiebung von Polstellen sind weiteren Ansprüchen zu entnehmen.

Erfindungsgemäß wird durch eine Verbindung der masseseitigen Ausgangsseiten der jeweils einen Resonator aufwei-

senden Parallelzweige auf dem Chip eine Verkopplung der Parallelzweige erzeugt, wodurch die Frequenzlage der zugehörigen Polstelle (weiterhin auch als 'verkoppelte Polstelle' bezeichnet) in großem Maße verändert werden kann. Dadurch ist es möglich, ein SAW Filter zu erzeugen, das Polstellen bei niedrigeren Frequenzen aufweist, als sie durch die bisherige serielle Verschaltung der Parallelzweige mit den vorhandenen aufbaubedingten Induktivitäten gemäß der Formel (1.5) erreichbar waren. Auch ist es möglich, eine oder mehrere Polstellen bei einem gegebenen Filter über einen weiteren Frequenzbereich zu verschieben, als dies bei einem gegebenen Filter bislang möglich war. So kann mit der Erfindung eine Polstelle exakt bei der Frequenz erzeugt werden, an der eine große Selektion erforderlich ist, beispielsweise bei einer beliebigen LO- oder Imagefrequenz.

Damit können Selektionsanforderungen für die Unterdrückung von Signalen bei der Lokaloszillatorfrequenz (LO-Unterdrückung) und/oder bei der Spiegelfrequenz (Imageunterdrückung) auch in extrem kleinen Gehäusen mit sehr kleinen aufbaubedingten Induktivitäten noch erfüllt werden. So kann bei einer gegebenen Bond-, Leiter- oder Gehäusedurchführungsinduktivität eine oder mehrere Polstellen an eine gewünschte Frequenz verschoben werden, ohne daß es dazu einer Erhöhung der seriellen Induktivität bedarf. Zusätzlich kann natürlich auch noch die serielle Induktivität erhöht werden.

Zudem lassen sich die Anzahl der bereitgestellten Masseanbindungen unabhängig von der Anzahl der verwendeten Parallelzweige einstellen, was zu einem geringeren Platzbedarf führt. Gerade im Hinblick auf neue Verbindungstechnologien (Bumpverbindungen statt Bondverbindungen) und neue Gehäusetechnologien stellen die Ausführungsformen gemäß der Erfindung die einzige Möglichkeit zum Erreichen der oben genannten Selektionsanforderungen in miniaturisierten Gehäusen dar.

Im Folgenden soll das Prinzip zur Verschiebung der Polstellen gemäß der vorliegenden Erfindung anhand von Ausführungsbeispielen und der dazugehörigen Figuren näher erläutert werden. Die anschließenden konkreten Ausführungsformen sind Beispiele für die Anwendung in einem SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp.

Dabei zeigen

Fig. 1 einen Eintor SAW-Resonator

Fig. 2 das Ersatzschaltbild und Symbol für einen SAW-Resonator

Fig. 3 ein Grundglied eines SAW-Filters nach dem Reaktanzfiltertyp

Fig. 4 Zusammenwirken von Parallel- und Serienresonator

Fig. 5 Kaskade zweier Grundglieder

Fig. 6 Kaskade zweier Grundglieder

Fig. 7 Diagramm eines Reaktanzfilters

Fig. 8 Diagramm eines Reaktanzfilters mit der reduzierten Struktur s-p-s-p

Fig. 9 Aufsicht auf ein SAW-Filter im Gehäuse ohne Deckel

Fig. 10 Querschnitt durch ein SAW-Filter im Gehäuse

Fig. 11a Polstelle

Fig. 11b Ersatzschaltbild für das Dämpfungsverhalten eines Parallelzweiges

Fig. 12 Ersatzschaltbild eines Filters

Fig. 13 Ersatzschaltbild für das Dämpfungsverhalten eines SAW-Filters

Fig. 14 Diagramm, das den Zusammenhang zwischen ΔL_{ser} und Polstelle zeigt

Fig. 15 Abhängigkeit der Frequenzlage der Polstelle von der statischen Kapazität

Fig. 16 Filter mit drei Grundgliedern

Fig. 17 Dessen Ersatzschaltbild im Sperrbereich

Fig. 18 Dessen Dämpfungsverhalten

Fig. 19 Filter mit vier Grundgliedern

Fig. 20 Dessen Ersatzschaltbild im Sperrbereich

Fig. 21 Dessen Dämpfungsverhalten

Fig. 22 Filter mit vier Grundgliedern

Fig. 23 Dessen Ersatzschaltbild im Sperrbereich

Fig. 24 Dessen Dämpfungsverhalten

Fig. 25 Filter mit vier Grundgliedern

Fig. 26 Dessen Ersatzschaltbild im Sperrbereich

Fig. 27 Dessen Filtercharakteristik

Fig. 28 Filter mit vier Grundgliedern

Fig. 29 Dessen Ersatzschaltbild im Sperrbereich

Fig. 30 Filterstruktur mit Bumpverbindung

Fig. 31 Filterstruktur mit Bondverbindung

In Fig. 12 ist eine einfache erfindungsgemäße Filterstruktur, die Ausschnitt einer größeren Filterstruktur mit weiteren Grundgliedern sein kann, symbolisch als Ersatzschaltbild dargestellt. Bei (mindestens) zweien der Parallelzweige mit den Parallelresonatoren R2 und R3 werden erfindungsgemäß bereits auf dem Chip (Substrat) 12-8 die Ausgangsseiten 12-6 und 12-7 elektrisch miteinander verbunden. Erst anschließend folgt eine z. B. eine Bondverbindung 12-5 umfassende Verbindung zum Gehäusemassepad 12-4.

In Fig. 13 ist das Ersatzschaltbild für den Frequenzbereich $f \ll f_0$ und $f \gg f_0$, in dem bei jedem Resonator nur seine statische Kapazität C_0 wirkt, dargestellt. Das Selektionsverhalten eines SAW-Filters nach dem Reaktanzfiltertyp kann weitgehend mit diesem reduzierten Ersatzschaltbild beschrieben werden. Die Induktivität L_{ser} entspricht einer Induktivität zwischen der Verbindung der Parallelresonatoren auf dem Chip und dem Gehäusemassepad (= Anschluß für Masse am Gehäuse) außen.

Es kommt zu einer Verkopplung der beiden bereits auf dem Chip elektrisch verbundenen Parallelzweige. Dies führt zu einer Frequenzlagenänderung der Polstellen im Sperrbereich. Anhand des Ersatzschaltbildes aus Fig. 13, das ein Zweitor Z darstellt, läßt sich die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle bestimmen. Das Zweitor Z weist dann eine Polstelle auf, wenn die Impedanz gegen Masse zu Null wird.

$$Z_{21} = 0$$

Z_{21} ist dabei ein systematisch bezeichnetes Matrixelement aus der Impedanzmatrix. Zur Bestimmung von Z_{21} kann das Zweitor Z in eine Reihenschaltung der Zweitore Z' und Z'' aufgeteilt werden. Das Zweitor Z' umfaßt die Π -Schaltung aus den drei Kapazitäten C_{0p1} , C_{0p2} und C_{0s} . Das Zweitor Z'' umfaßt nur die Induktivität L_{ser} . Damit ergibt sich

$$Z'_{21} = \frac{1}{j\omega \left(C_{0p2} + C_{0p1} + \frac{C_{0p1}C_{0p2}}{C_{0s}} \right)} \quad (2.1)$$

$$Z''_{21} = j\omega L_{ser} \quad (2.2)$$

Wobei j die imaginäre Zahl darstellt und $\omega = 2\pi f$
Mit

$$Z_{21} = Z'_{21} + Z''_{21} \quad (2.3)$$

folgt

$$Z_{21} = \frac{1 - \omega^2 L_{ser} \left(C_{0p2} + C_{0p1} + \frac{C_{0p1}C_{0p2}}{C_{0s}} \right)}{j\omega \left(C_{0p2} + C_{0p1} + \frac{C_{0p1}C_{0p2}}{C_{0s}} \right)} \quad (2.4)$$

Wird der Zähler des Ausdrucks von (2.4) zu Null

$$1 - \omega^2 L_{ser} \left(C_{0p2} + C_{0p1} + \frac{C_{0p1}C_{0p2}}{C_{0s}} \right) = 0 \quad (2.5)$$

wird Z_{21} zu Null. Daraus erhält man für die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle

$$f_{pol} \text{ (verkoppelt)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{ser} \left(C_{0p2} + C_{0p1} + \frac{C_{0p1}C_{0p2}}{C_{0s}} \right)}} \quad (2.6)$$

Im Vergleich zu den bisher ohne Verkopplung der Parallelzweige auf dem Chip erhaltenen Polstellen gemäß Formel (1.5)

$$f_{pol1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{ser} * C_{0p1}}} \quad (2.7)$$

und

$$f_{pol2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{ser} * C_{0p2}}} \quad (2.8)$$

ist deutlich ersichtlich, daß die zusätzlichen Kapazitätsanteile

$$\frac{C_{0p1}C_{0p2}}{C_{0s}}$$

und C_{0p2} bzw. C_{0p1} die verkoppelte Polstelle bei gleicher Induktivität L_{ser} zu einer weit niedrigeren Frequenz verschiebt.
Zahlenbeispiel: Für ein bekanntes SAW Filter vom Reaktanzfiltertyp errechnet sich die Frequenz f_{pol} einer Polstelle zu

$$f_{pol1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{ser} * C_{0p1}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{1nH * 4pF}} = 2,52 \text{ GHz}$$

Dabei wurden für die serielle Induktivität L_{ser} und für die statische Kapazität C_{0p} typische Werte von 1 nH und 4 pF angenommen.

Werden zwei Parallelzweige verkoppelt, ergibt sich gemäß Formel 2.6 bei den gleichen angenommenen Werten für

L_{ser} und C_{Op} und bei ebenso 4 pF für C_{Os}

$$f_{pol2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ser} * (4pF + 4pF + (4pF)^2 / 4pF)}} = 1,45 \text{ GHz}$$

Weist ein Filter mehrere Parallelzweige auf, so können auch mehrere Parallelzweige masseseitig miteinander verbunden werden, die weiterhin auch als 'verkoppelte Parallelzweige' bezeichnet werden. Für die Frequenzlage der verkoppelten Polstellen spielt die Anzahl und Kombination der verbundenen Parallelzweige eine entscheidende Rolle und ist bei der Auswahl der Filterstruktur für eine gewünschte Frequenzlage der Polstellen zu berücksichtigen.

Fig. 14 gibt die Abhängigkeit der Lage einer verkoppelten Polstelle von der Größe der Induktivität L_{ser} an. Die beiden Kurven 14-1 und 14-2 geben das Filterverhalten für das gleiche Filter an, wobei lediglich L_{ser} unterschiedlich gewählt ist. Es ergibt sich abhängig von L_{ser} eine unterschiedliche Frequenzlage der Polstellen, wobei die zu f_{pol1} gehörende Induktivität L_{ser1} kleiner ist als L_{ser2} . Je größer die Induktivität L_{ser} ist, desto größer ist die Verschiebung der Polstelle zu niedrigeren Frequenzen hin.

In kleinerem Maße läßt sich die Frequenzlage der Polstelle durch eine Variation des Produkts aus den statischen Kapazitäten der verkoppelten Parallelzweige

$$\Pi C_p = C_{Op1} \cdot C_{Op2} \quad (2.9)$$

einstellen. Um das Filterverhalten im Passband und das allgemeine Selektionsniveau nicht zu verändern, kann eine solche Variation des Produkts aus den statischen Kapazitäten im Parallelzweig nur unter Beibehaltung ihrer Summe

$$\Sigma C_p = C_{Op1} + C_{Op2} = \text{constant} \quad (2.10)$$

durchgeführt werden.

Es kann folgende Methode angewandt werden: die statische Kapazität C_{Op1} des ersten verkoppelten Parallelresonators wird um denselben Betrag C_{const} erhöht

$$C_{Op1}(\text{neu}) = C_{Op1} + C_{const} \quad (2.11)$$

wie die statische Kapazität C_{Op2} des zweiten verkoppelten Parallelresonators erniedrigt wird,

$$C_{Op2}(\text{neu}) = C_{Op2} - C_{const} \text{ mit } C_{const} < C_{Op2} \quad (2.12)$$

so daß sich zwar das Produkt ΣC_p ändert, die Summe der statischen Kapazitäten aber identisch bleibt

$$\Sigma C_p = C_{Op1}(\text{neu}) + C_{Op2}(\text{neu}) = C_{Op1} + C_{Op2} = \text{constant} \quad (2.13)$$

und keine Veränderungen des Passbandes oder des allgemeinen Selektionsniveaus in Kauf genommen werden müssen.

Ist ein größerer Frequenzversatz der verkoppelten Polstelle notwendig, können die beteiligten statischen Kapazitäten C_{Op1} , C_{Op2} oder C_{Os} variiert werden. Sind mehr Parallelresonatoren als die zwei zu verkoppelnden Parallelresonatoren vorhanden, so kann die Summe $C_{Op1} + C_{Op2}$ erhöht (oder erniedrigt) werden und zum Ausgleich die statische Kapazität eines nicht verkoppelten Parallelresonators derart erniedrigt (oder erhöht) werden, daß die Gesamtsumme aller statischen Kapazitäten in den Parallelzweigen gleich bleibt. Dadurch wird das allgemeine Selektionsniveau beibehalten.

Fig. 15 zeigt, wie bei konstanter Induktivität L_{ser} durch eine Verringerung der Summe der statischen Kapazitäten $C_{Op1} + C_{Op2}$ der verkoppelten Parallelzweige um den Faktor 1.2 die Frequenz der verkoppelten Polstelle erhöht wird. Zum Ausgleich wurde die statische Kapazität eines weiteren Parallelzweiges entsprechend erhöht.

Eine weitere Möglichkeit zur Verschiebung der verkoppelten Polstelle besteht darin, einen Parallelresonator P bewußt aufzusplitten in zwei einzelne zueinander parallele Resonatoren P' und P'', wobei die Summe der Kapazitäten der aufgesplitteten einzelnen Resonatoren gleich der ursprünglichen Kapazitäten C_{Op} ist:

$$C_{Op} = C'_{Op} + C''_{Op}$$

Wird einer dieser Parallelresonatoren P' mit einem weiteren Parallelresonator verkoppelt, nicht jedoch mit dem Parallelresonator P'', so kann die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle anhand des Teilungsverhältnisses

$$\frac{C'_{Op}}{C''_{Op}}$$

der statischen Kapazität der aufgesplitteten Parallelresonatoren P' und P'' eingestellt werden, da nur C'_{Op} einen Einfluß auf die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle hat.

Zwischen verkoppelten Parallelzweigen kann ein einzelner oder mehrere Serienresonatoren angeordnet sein. Da auch die Größe der statischen Kapazität C_{Os} , die zwischen den verkoppelten Parallelresonatoren liegt, die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle gemäß Formel 2.6 beeinflusst, kann mit folgender Methode ebenfalls die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle verschoben werden.

Sind weitere Serienresonatoren S_n außer dem oder den zwischen den verkoppelten Parallelzweigen liegenden Serienresonator S vorhanden, so kann dessen statische Kapazität C_{Os} erhöht (oder erniedrigt) und zum Ausgleich die statische

Kapazität der nicht zwischen den verkoppelten Parallelresonatoren liegenden Serienresonatoren S_n derart erniedrigt (oder erhöht) werden, daß die Gesamtsumme aller statischen Kapazitäten in den Serienzweigen gleich bleibt. Dadurch wird das allgemeine Selektionsniveau beibehalten und die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle verändert.

Wie bereits erläutert ist der Bereich für die Variation der statischen Kapazitäten C_p im Parallelzweig und der seriellen Induktivitäten L_{ser} (zwischen der Verbindung der Parallelzweige auf dem Chip und dem Außenanschluß am Gehäuse) begrenzt. Gleiches gilt daher auch für den Frequenzbereich, in dem die Polstellen verschoben werden können. Im Gegensatz zu den aus dem Stand der Technik bekannten Maßnahmen ermöglicht jedoch der gemäß der Erfindung erreichte Variationsbereich für die Frequenzlage von Polstellen auch bei extrem miniaturisierten Gehäusen die Herstellung von SAW Filtern mit einer für die Anwendung als HF-Filter im Mobilfunkbereich geforderten LO- und Imageunterdrückung.

Im folgenden werden nun konkrete Ausführungsformen für erfindungsgemäße Filter angegeben.

Ausführungsform 1 (siehe auch Fig. 16–Fig. 18)

Man verwendet eine Struktur mit drei Grundgliedern. An das Eingangstor 16-1 ist ein erstes Grundglied derart angeschlossen, daß sowohl der Parallelzweig als auch der Serienzweig eine Verbindung zum Eingangstor aufweisen. Das zweite Grundglied wird gemäß der Anpassungsforderung $Z_{aus} = Z_{ein}$ angeschlossen. In der gleichen Weise folgt das dritte Grundglied. Mit dem Ausgangstor ist somit anders wie am Eingangstor nur ein Serienzweig direkt verbunden. Vom Eingang zum Ausgang ergibt sich eine Abfolge p-s – s-p – p-s für die Resonatoren, wobei p für Parallelresonator und s für Serienresonator steht. Prinzipiell können Ein- und Ausgangstor vertauscht werden, ohne die Filtereigenschaften zu ändern, wobei sich die Reihenfolge s-p-p-s-s-p ergibt.

Wie bekannt können gleichartige Resonatoren unter Beibehaltung ihrer kapazitiven Wirkung auch zusammengefaßt werden. Damit ergeben sich folgende Strukturen mit minimaler Resonatorzahl:

p-s-p-s bzw. s-p-s-p

aber auch Zwischenformen mit teilweiseem Zusammenfassen der Resonatoren sind möglich:

p-s-s-p-p-s bzw. s-p-p-p-s-p

p-s-s-s-p-s bzw. s-p-s-s-p

Der Einfachheit halber werden die Ausführungsformen im folgenden nur noch anhand von minimaler Resonatorzahl und ohne zusätzlichen Hinweis auf die Vertauschbarkeit von Ein- und Ausgangstor erklärt und in den Figuren dargestellt. Trotzdem umfaßt die Erfindung auch Modifikationen nach obigem eben erläuterten Beispiel.

In Fig. 16 ist die Struktur der Ausführungsform 1 symbolisch dargestellt. Die beiden Parallelzweige werden bereits auf dem Chip elektrisch miteinander verbunden und erst anschließend folgt eine Verbindung zum Gehäuse. Das Ersatzschaltbild für das Selektionsverhalten im Bereich $f \ll f_0$ und $f \gg f_0$ ist in Fig. 17 dargestellt. Die Induktivität L_{ser} entspricht einer Induktivität zwischen der Verbindung der Parallelresonatoren auf dem Chip und dem Gehäusemassepin außen.

Das Filter hat eine Filtercharakteristik, die durch Kurve 18-1 in Fig. 18 gekennzeichnet ist. Der Vergleich mit der Filterkurve 18-2 (entspricht dem in Fig. 8 dargestellten Filter), bei der die Parallelzweige auf dem Chip nicht verbunden sind, zeigt deutlich, wie durch das Verbinden der Parallelzweige auf dem Chip die Frequenzlage der Polstellen im Sperrbereich mit einer typischen Induktivität $L_{ser} = 1.0$ nH verschoben wird. Im Frequenzbereich zwischen den senkrechten Linien (typischer Frequenzbereich für LO- und Imageunterdrückung bei niedriger ZF-Frequenz) wird die Selektion um mehr als 10 dB erhöht.

Ausführungsform 2 (siehe auch Fig. 19–Fig. 21)

In Fig. 19 ist die Struktur einer zweiten erfindungsgemäßen Ausführungsform symbolisch dargestellt, bei der eine Struktur mit vier Grundgliedern verwendet wird. An das Eingangstor 19-1 ist ein erstes Grundglied derart angeschlossen, daß sowohl der Parallelzweig als auch der Serienzweig eine Verbindung zum Eingangstor aufweisen. Das zweite Grundglied wird gemäß der Anpassungsforderung $Z_{aus} = Z_{ein}$ angeschlossen. In der gleichen Weise folgen Grundglied drei und vier. Mit dem Ausgangstor 19-3 sind somit ebenso wie am Eingangstor sowohl ein Parallelzweig als auch ein Serienzweig direkt verbunden. Vom Eingang zum Ausgang ergibt sich eine Abfolge für die Resonatoren wie folgt:

p-s-p-s-p

wobei p für Parallelresonator und s für Serienresonator steht. Resonatoren gleichen Typs sind bereits zusammengefaßt.

Zwei der drei Parallelzweige werden bereits auf dem Chip elektrisch miteinander verbunden und erst anschließend folgt über die Induktivität L_{ser2} eine Verbindung zum Gehäuse. Der verbleibende Parallelzweig wird unabhängig davon über die Induktivität L_{ser1} mit dem Gehäuse verbunden. Das Ersatzschaltbild für das Selektionsverhalten im Bereich $f \ll f_0$ und $f \gg f_0$ ist in Fig. 20 dargestellt. Die Induktivität L_{ser2} entspricht einer Induktivität zwischen der Verbindung 19-4 der Parallelresonatoren auf dem Chip (in der Figur durch die gestrichelte Linie dargestellt) und dem Gehäusemassepin außen.

In Fig. 21 zeigt die Kurve 21-1 die Filtercharakteristik des Filters aus Fig. 19. Der Vergleich mit der Filterkurve 21-2, bei der die Parallelzweige auf dem Chip nicht verbunden sind, zeigt deutlich, wie durch das Verbinden von hier zwei der drei Parallelzweige auf dem Chip die Frequenzlage der Polstellen im Sperrbereich bei einer typischen Induktivität $L_{ser2} = 1.0$ nH zu niedrigeren Frequenzen verschoben wird. Im Frequenzbereich zwischen den senkrechten Linien (typischer

3

Der Parallelzweig mit dem Resonator R_{p1} wird mit einem der nicht zusammengefaßten Parallelresonatoren R_{p2} bereits auf dem Chip am Masseausgang 28-2 elektrisch miteinander verbunden. Erst anschließend erfolgt eine Verbindung zum Gehäuse. Der verbleibende Parallelzweig mit dem Parallelresonator R_{p3} wird unabhängig davon mit dem Gehäuse verbunden. Das Ersatzschaltbild für das Selektionsverhalten im Bereich $f \ll f_0$ und $f \gg f_0$ ist in Fig. 29 dargestellt. Es ist prinzipiell vergleichbar mit dem Ersatzschaltbild in Fig. 26. Die Induktivität L_{ser1} entspricht einer Induktivität zwischen der Verbindung der Parallelresonatoren R_{p1} und R_{p2} auf dem Chip und dem Gehäusemassepin außen, die Induktivität L_{ser2} einer weiteren Induktivität zwischen dem nicht verkoppelten Resonator R_{p3} und dem Gehäusemassepin außen.

Das Filter aus Fig. 28 hat eine Filtercharakteristik, die sich von dem Filter aus Fig. 26 nicht unterscheidet und daher auch durch Kurve 27-1 in Fig. 27 gekennzeichnet ist. Im Gegensatz zur Ausführungsform 4 wird hier eine andere Form der Aufteilung eines Parallelresonators gezeigt, die sich wesentlich im Layout, aber nicht in der Wirkung auf das Selektionsverhalten unterscheidet.

Fig. 31 zeigt ausschnittsweise eine erfindungsgemäße Filterstruktur als schematischen Draufblick auf ein Substrat. Die Resonatoren R sind als Interdigitalwandler dargestellt. Die beiden verkoppelten Resonatoren R_{p1} und R_{p2} im Parallelzweig sind auf dem Substrat elektrisch miteinander verbunden und weisen eine gemeinsame Masseanbindung 31-1 auf, die durch einen Bonddraht 31-2, der einen Teil der Induktivität L_{ser} darstellt, mit einer Masseanschlußfläche 31-3 verbunden ist. Die Verbindung auf dem Substrat ist hier durch eine Streifenleitung realisiert, kann aber auch einen Bonddraht umfassen. Obwohl hier nur zwei verkoppelte Resonatoren dargestellt sind, umfaßt die Erfindung auch Filter mit mehr als zwei verkoppelten Resonatoren.

Ausführungsform 6

Es folgt nun die Beschreibung einer sechsten Ausführungsform gemäß der vorliegenden Erfindung, die in Fig. 30 ausschnittsweise dargestellt ist. Man verwendet ein SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp mit mindestens zwei Parallelzweigen. Bei mindestens zwei aller vorhandenen Parallelzweige R2 und R3 werden bereits auf dem Chip elektrisch die Ausgangsseiten (30-3 und 30-4) der Parallelresonatoren elektrisch miteinander verbunden. Erst anschließend folgt eine Verbindung 30-5 zum Gehäuse. Die verbleibenden Parallelzweige werden unabhängig davon mit dem Gehäuse verbunden. Die Verbindung des Chips (30-1) zum Gehäuse ist nicht wie bisher als Bondverbindung ausgeführt, sondern wird durch eine Bumpverbindung (30-5) hergestellt.

Das Ersatzschaltbild für das Selektionsverhalten im Bereich $f \ll f_0$ und $f \gg f_0$ hat sich gegenüber dem allgemeinen Ausführungsbeispiel nicht verändert und ist aus Fig. 13 ersichtlich. Die Induktivität L_{ser} entspricht einer Induktivität zwischen der Verbindung der Parallelresonatoren auf dem Chip und dem Gehäusemassepin außen. Bei einem Aufbau in der Bumpstechnologie ist der Wert für die Induktivität L_{ser} gegenüber einer Ausführung mit Bonddraht stark reduziert, da die Bumpverbindung selbst im Gegensatz zu einer Bondverbindung nahezu keine Induktivität besitzt. Es verbleiben noch der induktive Anteil der Streifenleitung auf dem Chip und die Gehäusedurchführungsinduktivität bis zum externen Gehäusemassepin.

Prinzipiell lassen sich alle bisher gezeigten Ausführungsformen und auch solche mit mehr als vier Grundgliedern mit mindestens zwei bereits auf dem Chip elektrisch verbundenen Parallelzweigen an der Ausgangsseite in Verbindung mit der Bumpstechnologie realisieren. Die Filtercharakteristiken sind prinzipiell auch vergleichbar, jedoch ist der für die serielle Induktivität L_{ser} erreichbare Wert geringer. Um die geforderten Selektionen z. B. im Bereich der LO- und/oder Imageunterdrückung zu erzielen, ist es um so mehr notwendig, die erfindungsgemäße Methode zur gezielten Variation des Sperrbereichs zu verwenden. Die Erfindung bietet außerdem den Vorteil, die Anzahl der notwendigen Massebumps und damit die Chipfläche für Masseanschlüsse zu reduzieren. Dadurch kann das gesamte SAW-Filter noch weiter miniaturisiert werden.

Patentansprüche

1. SAW-Filter nach dem Reaktanzfiltertyp

mit zumindest einem, auf einem piezoelektrischen Substrat (12-8) ausgebildeten Grundglied (R1, R2), welches einen ersten SAW-Resonator (R2) in einem parallelen Zweig und einen zweiten SAW-Resonator (R1) in einem seriellen Zweig umfaßt,

mit zumindest einem dritten SAW-Resonator (R3) in einem weiteren parallelen Zweig,

mit einer auf dem Substrat ausgebildeten elektrischen Verbindung der Masseseiten (12-6, 12-7) des ersten SAW-Resonators (R1) im parallelen Zweig und eines dritten SAW-Resonators (R3) in einem weiteren parallelen Zweig, wobei die elektrische Verbindung vor der Anbindung (12-5) an das Gehäuse erfolgt.

2. SAW-Filter nach Anspruch 1, bei welchem die elektrische Verbindung eine Streifenleitung auf dem Substrat umfaßt.

3. SAW-Filter nach Anspruch 1 oder 2, bei welchem die elektrische Verbindung eine Bondverbindung zwischen zwei Pads auf dem Substrat umfaßt.

4. SAW-Filter nach einem der Ansprüche 1 bis 3, bei welchem sich mindestens zwei der statischen Kapazitäten C_{op1} und C_{op2} der elektrisch an der Masseseite verbundenen Parallelresonatoren voneinander unterscheiden: $C_{op1} \neq C_{op2}$.

5. SAW-Filter nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei welchem ein Parallelresonator P in zwei einzelne Parallelresonatoren P', P'' aufgeteilt und der einzelne Parallelresonator P' an der Ausgangsseite mit mindestens einem weiteren Parallelresonator an der Masseseite elektrisch verbunden ist.

6. SAW-Filter nach einem der Ansprüche 1 bis 5, bei welchem die Gehäuseanbindung der elektrisch verbundenen Masseseiten von mindestens zwei Parallelresonatoren eine Bondverbindung (31-2) umfaßt.

7. SAW-Filter nach einem der Ansprüche 1 bis 5, bei welchem die Gehäuseanbindung der elektrisch verbundenen Masseseiten von mindestens zwei Parallelresonatoren eine Bumpverbindung (30-5) umfaßt.

8. SAW-Filter nach einem der Ansprüche 1 bis 7, welches durch Flip-Chip-Technik in ein Gehäuse eingebaut ist.
9. SAW-Filter nach Anspruch 8, bei welchem die Gesamtfiltergröße kleiner oder gleich $2.5 \times 2.0 \text{ mm}^2$ ist
10. Verfahren zum Verschieben einer Polstelle in einem SAW Filter nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei welchem die statische Kapazität C_{0p} von mindestens einem verkoppelten Parallelresonator erhöht oder erniedrigt wird und zum Ausgleich die statische Kapazität eines oder mehrerer nicht verkoppelten Parallelresonatoren so erniedrigt oder erhöht wird, daß die Gesamtsumme ΣC_{0p} der statischen Kapazitäten aller Parallelresonatoren identisch bleibt.
11. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei welchem die statische Kapazität C_{0s} von mindestens einem Serienresonator zwischen zwei an der Masseseite verbundenen Resonatoren im parallelen Zweig gegenüber einem Ausgangswert erhöht oder erniedrigt wird und zum Ausgleich die statische Kapazität eines oder mehrerer nicht in dem seriellen Zweig zwischen den verkoppelten Parallelresonatoren liegenden Serienresonators so erniedrigt oder erhöht wird, daß die Gesamtsumme ΣC_{0s} der statischen Kapazitäten aller Serienresonatoren identisch bleibt.
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 5 und 10 oder 11, bei dem ein Resonator in einem parallelen Zweig in Parallelresonatoren P' und P'' aufgeteilt ist und bei dem durch das Teilungsverhältnis der statischen Kapazitäten der aufgeteilten Parallelresonatoren P' und P'' die statische Kapazität C_{0p} eines der beiden verkoppelten Parallelresonatoren variiert und damit die Frequenzlage der verkoppelten Polstelle eingestellt wird.
13. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei welchem das Produkt ΠC_{0p} der statischen Kapazitäten C_{0p1} und C_{0p2} der an der Ausgangsseite elektrisch verbundenen Parallelresonatoren dadurch variiert wird, daß die statische Kapazität C_{0p1} des ersten Parallelresonators um den gleichen Betrag C_{const} erhöht wird wie die statische Kapazität C_{0p2} des zweiten Parallelresonators erniedrigt wird, so daß die Summe der statischen Kapazitäten identisch bleibt.

Hierzu 18 Seite(n) Zeichnungen

FIG 1

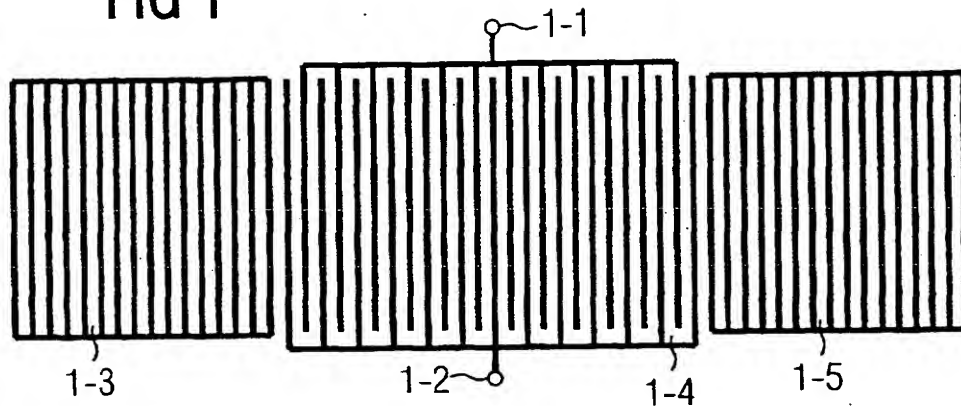


FIG 2

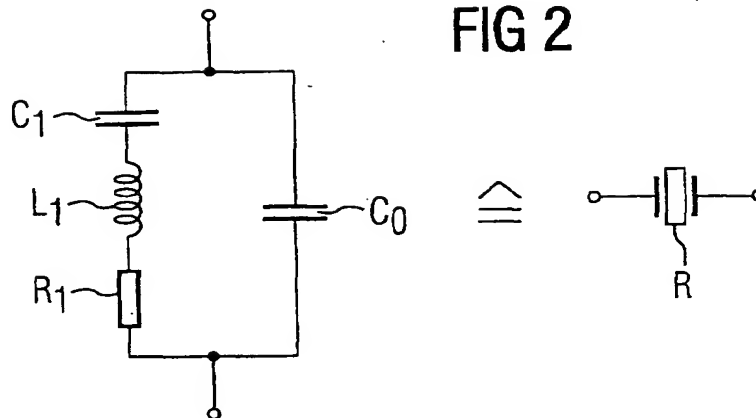


FIG 3

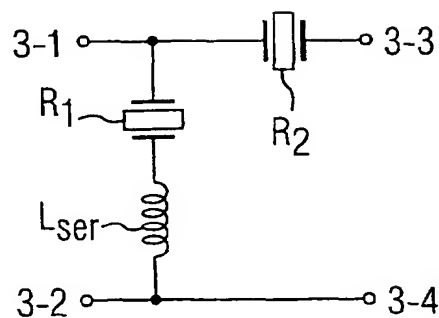


FIG 4

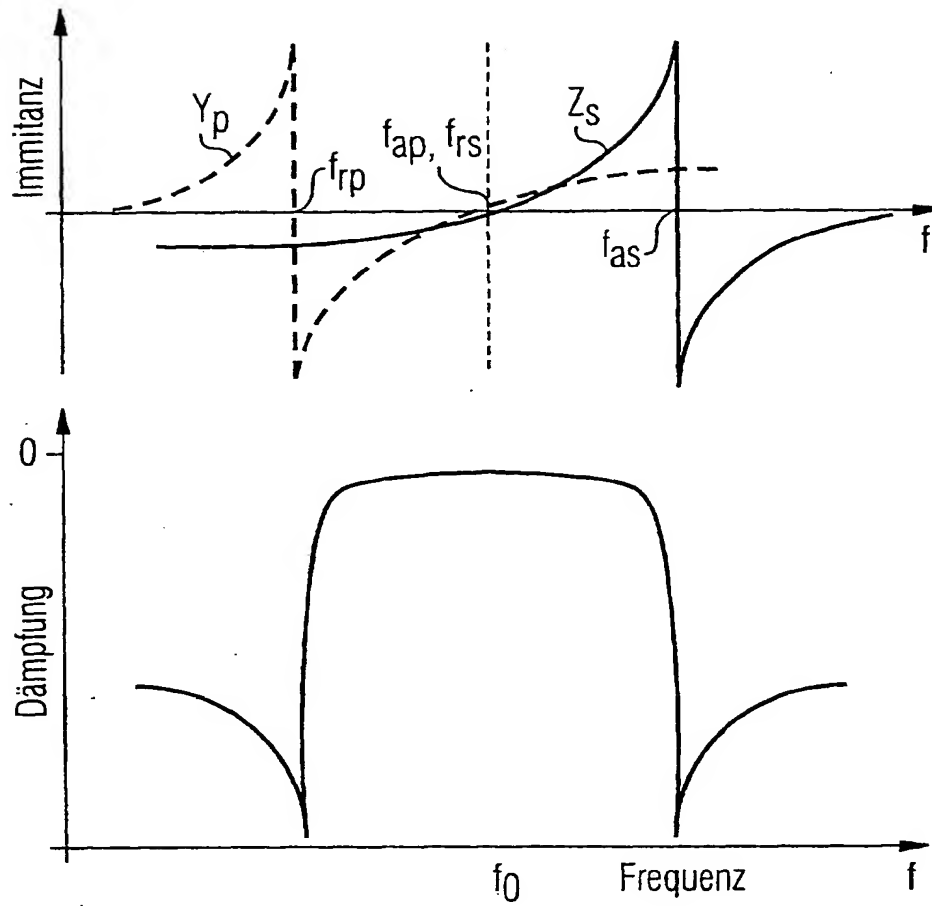


FIG 5

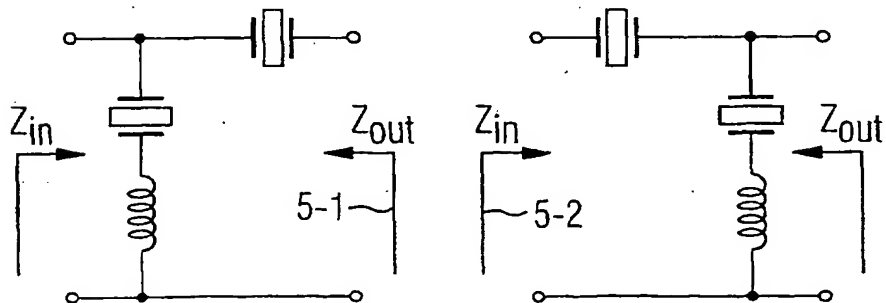


FIG 6

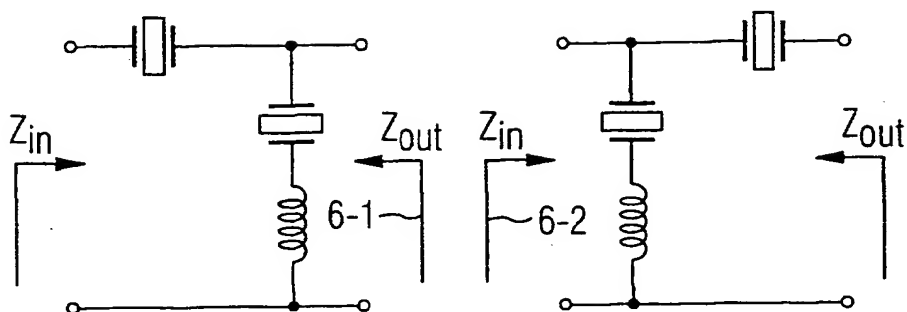


FIG 7

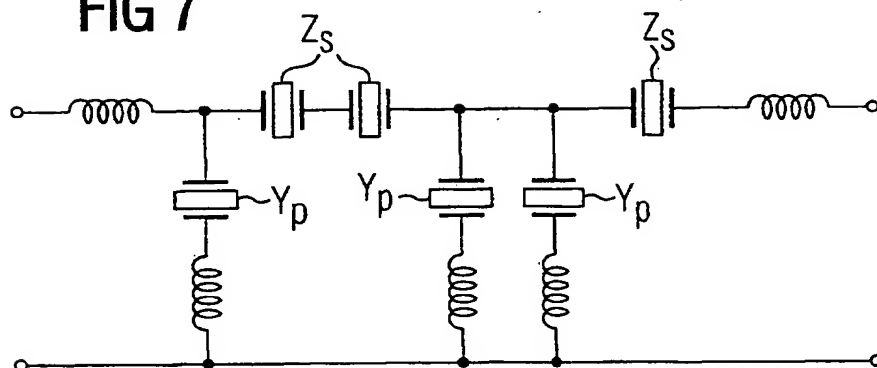


FIG 8

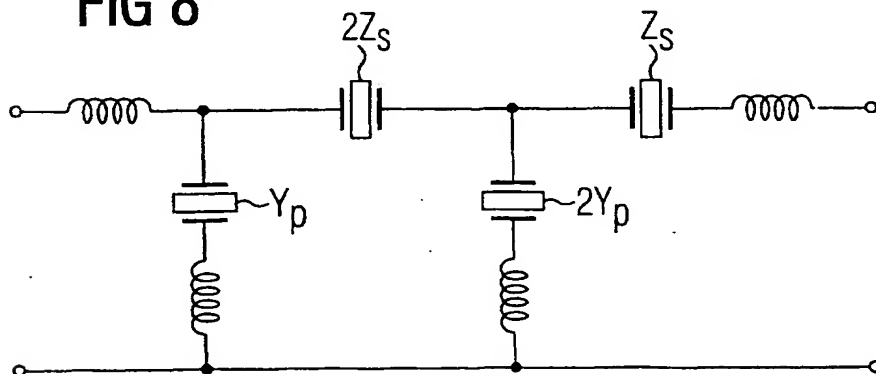


FIG 9

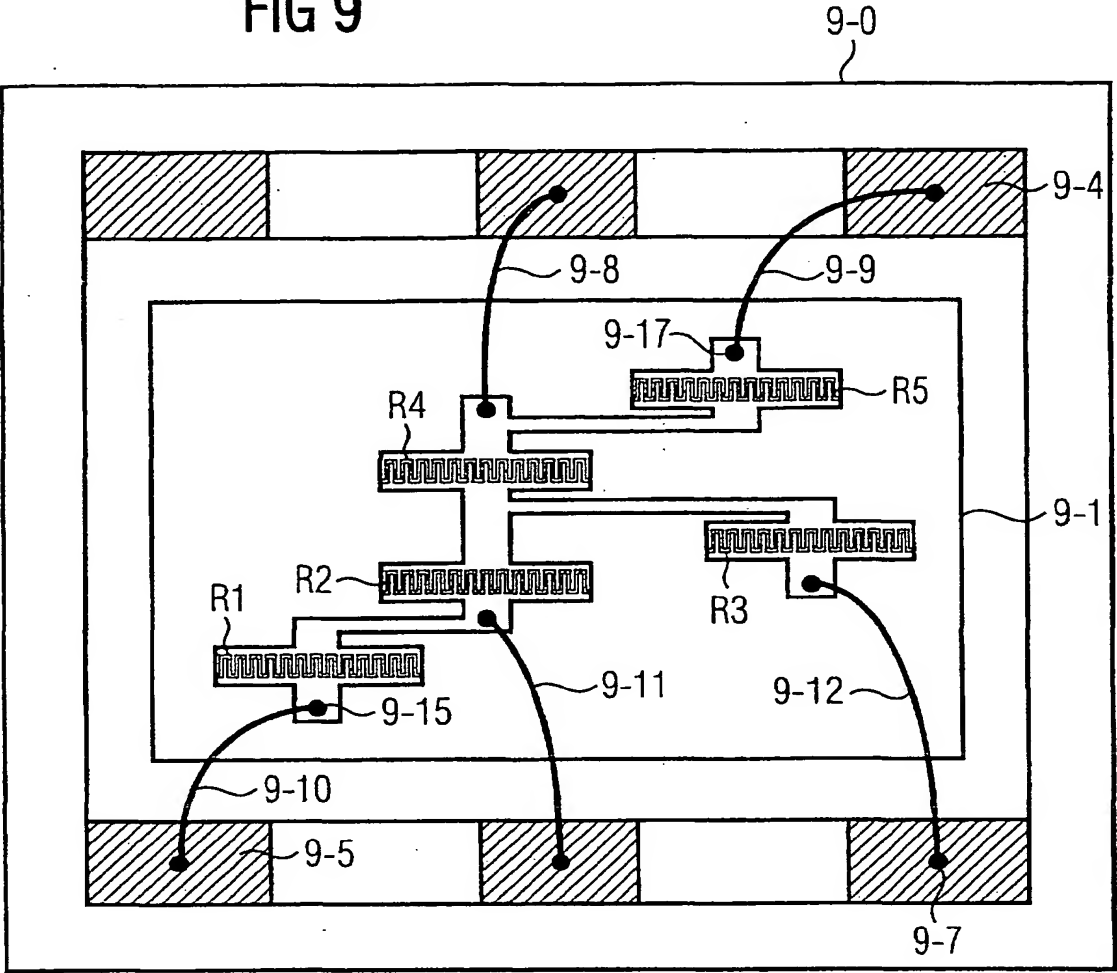


FIG 10

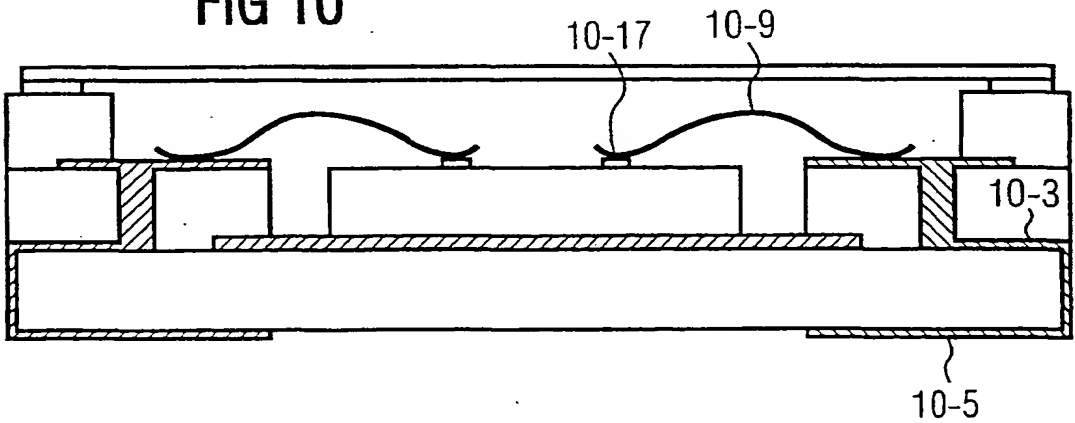


FIG 11A

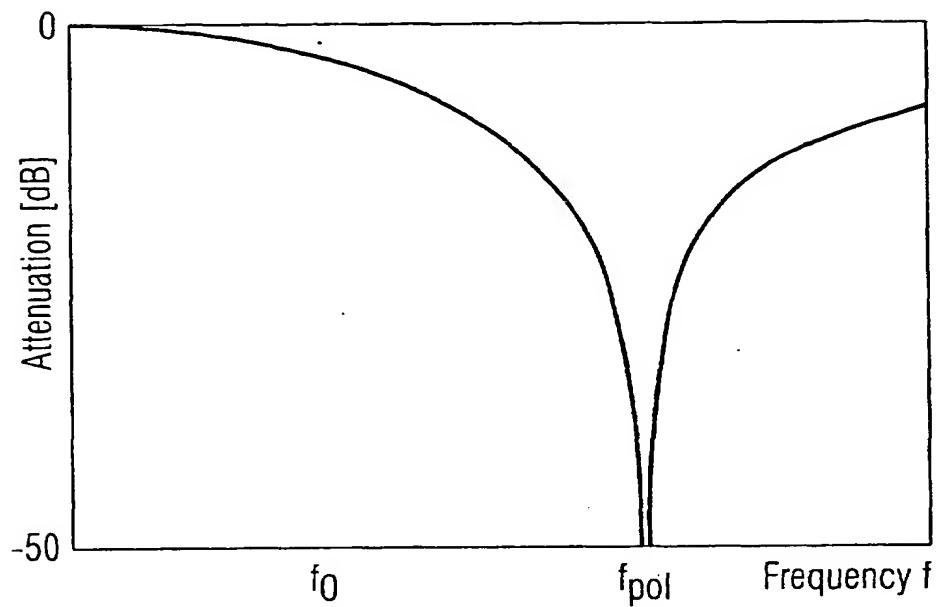


FIG 11B

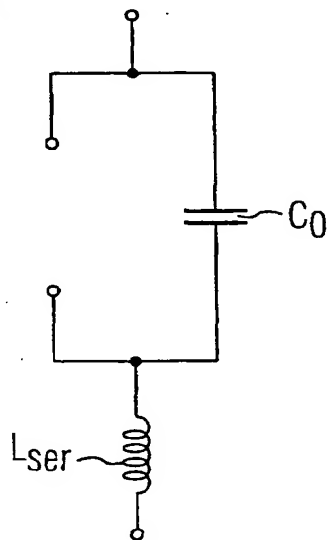


FIG 12

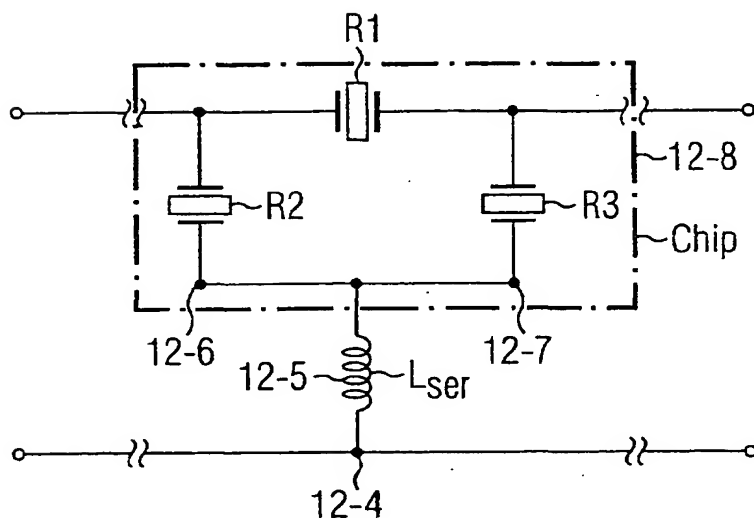


FIG 13

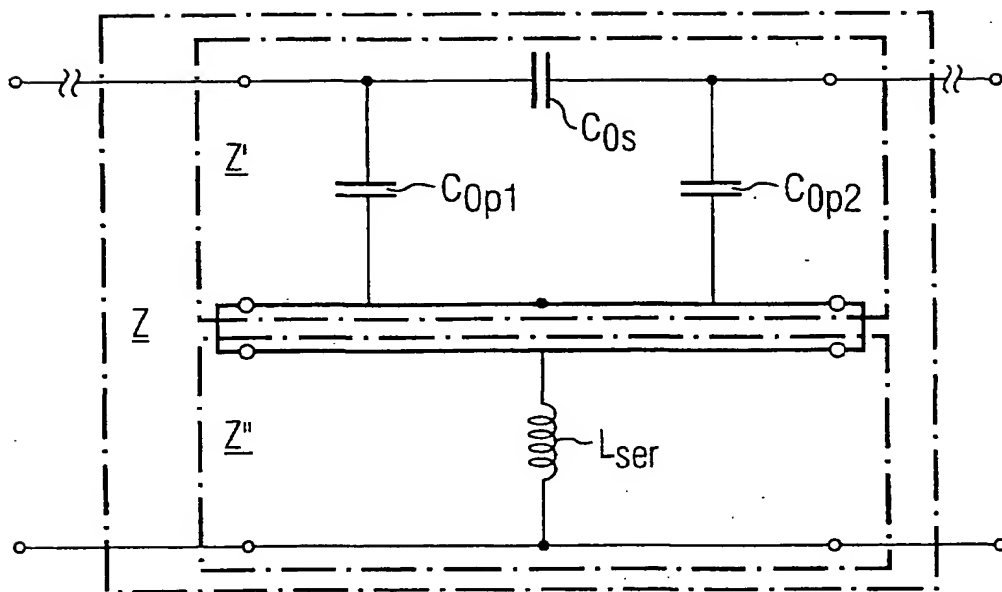


FIG 14

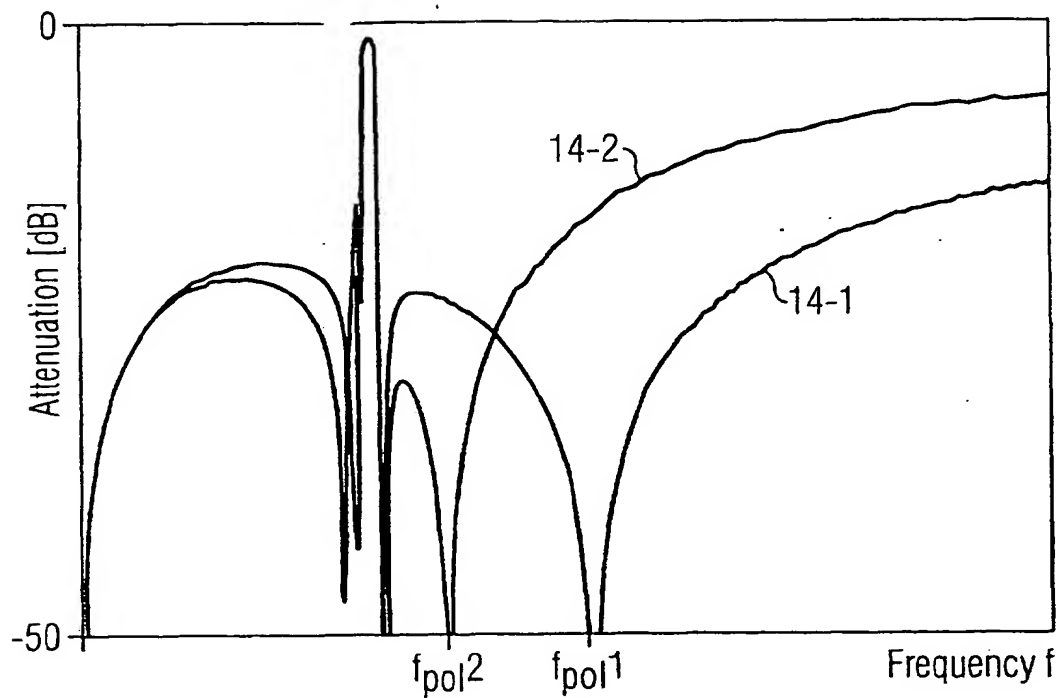


FIG 15

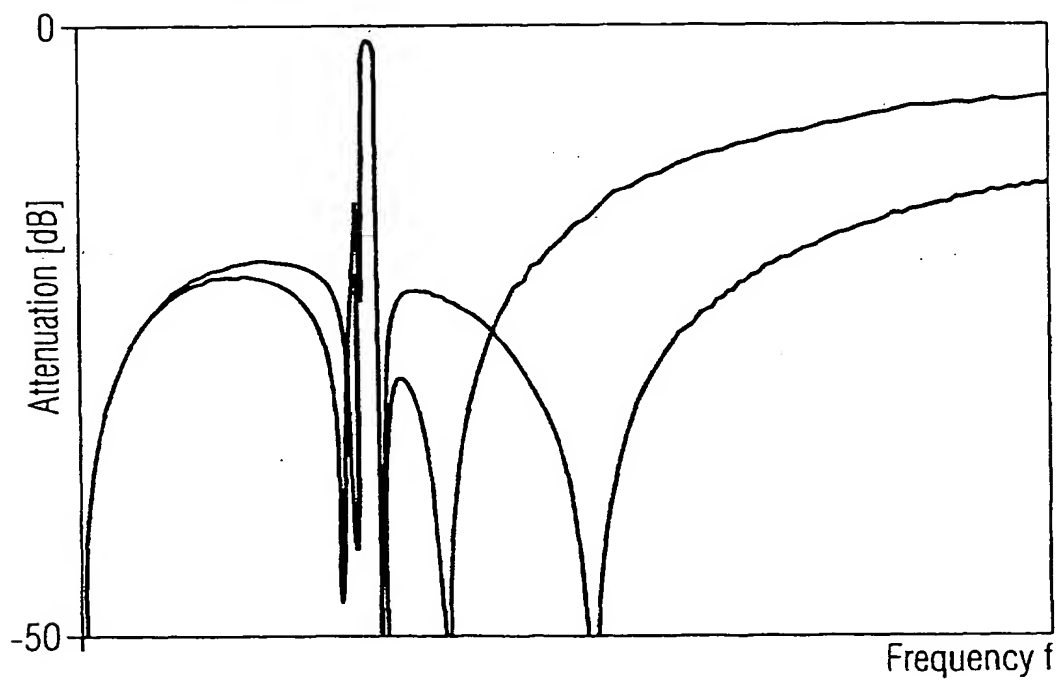


FIG 16

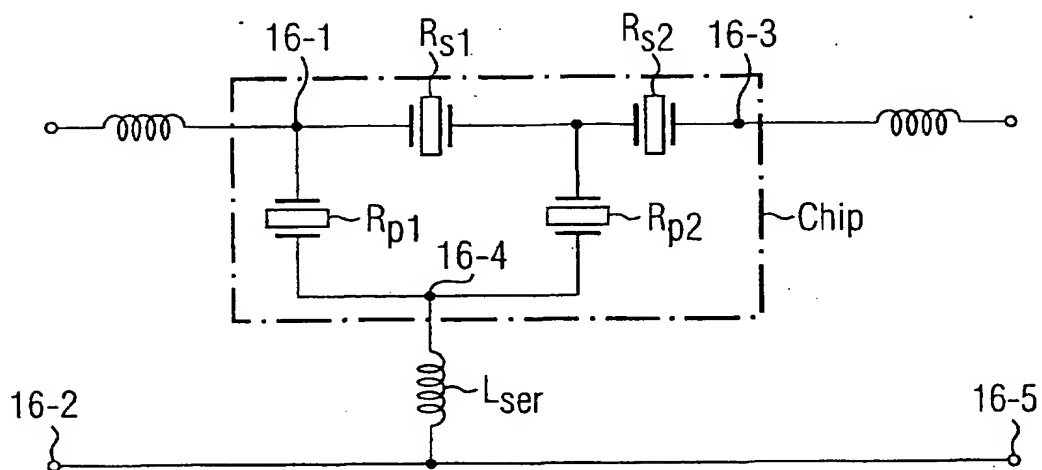


FIG 17

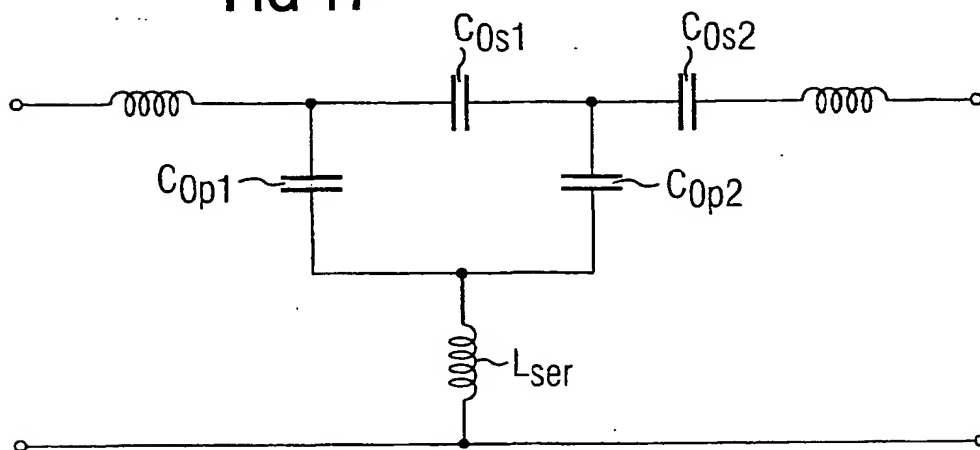


FIG 18

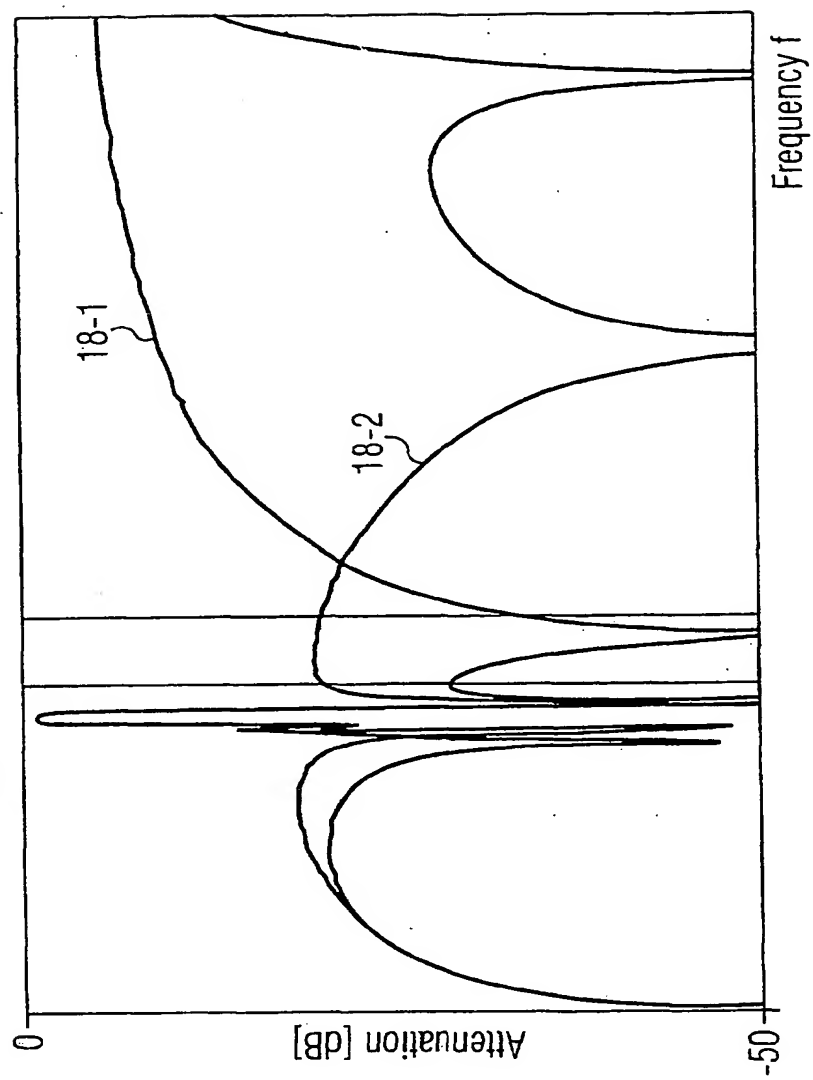


FIG 19

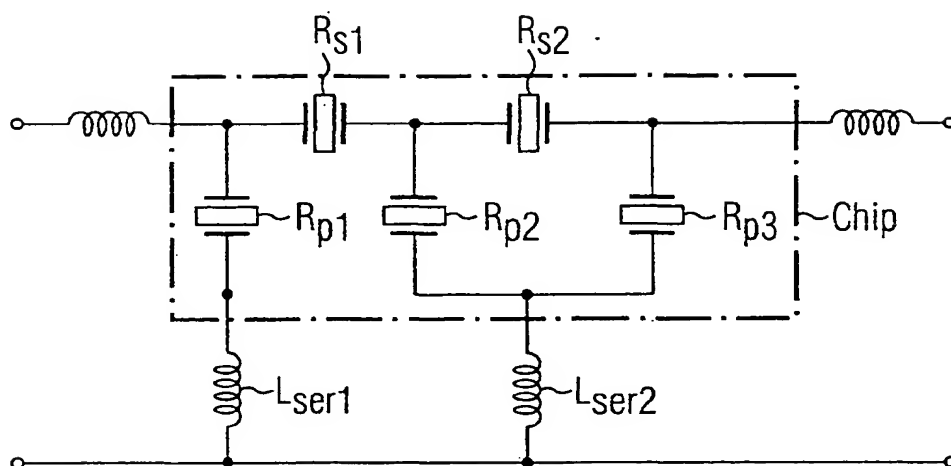


FIG 20

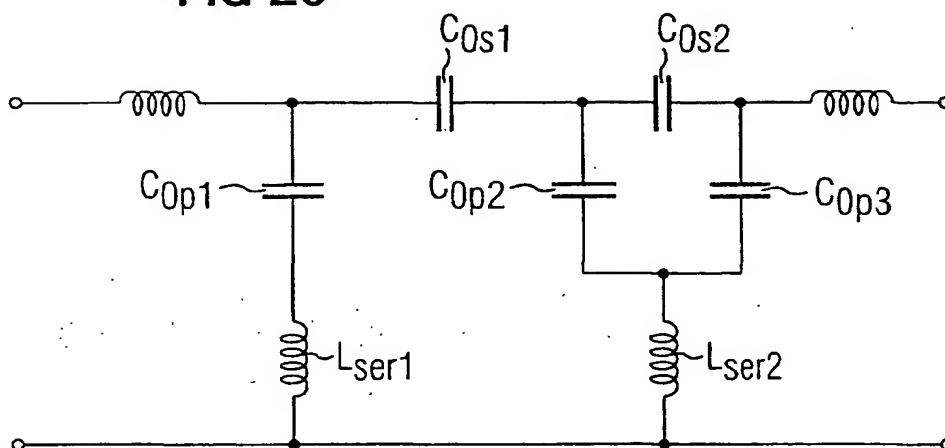


FIG 21

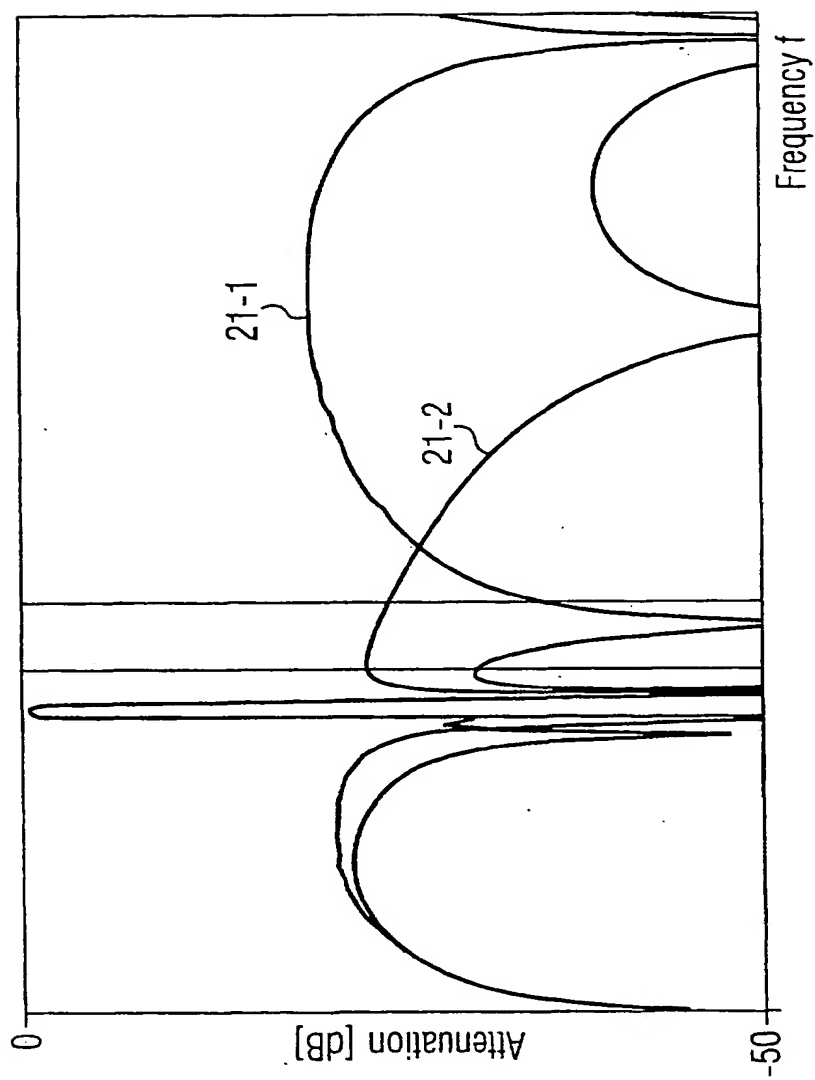


FIG 22

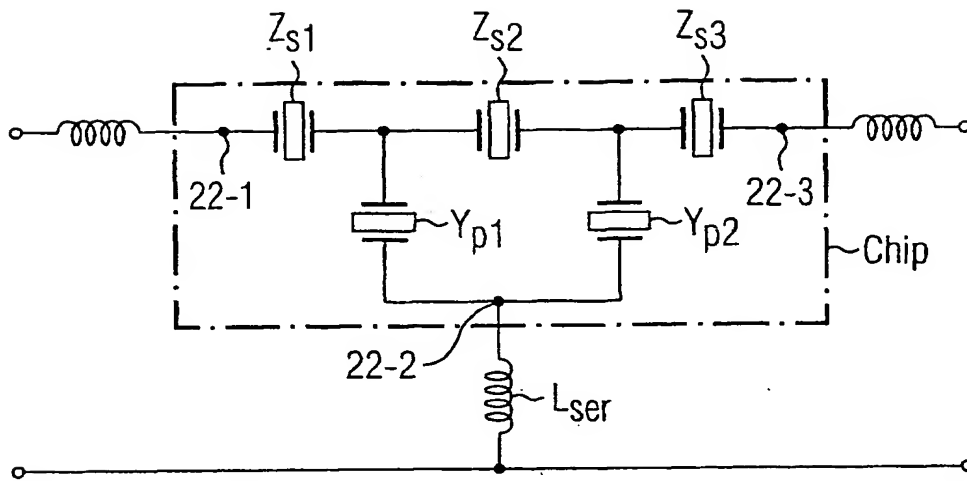


FIG 23

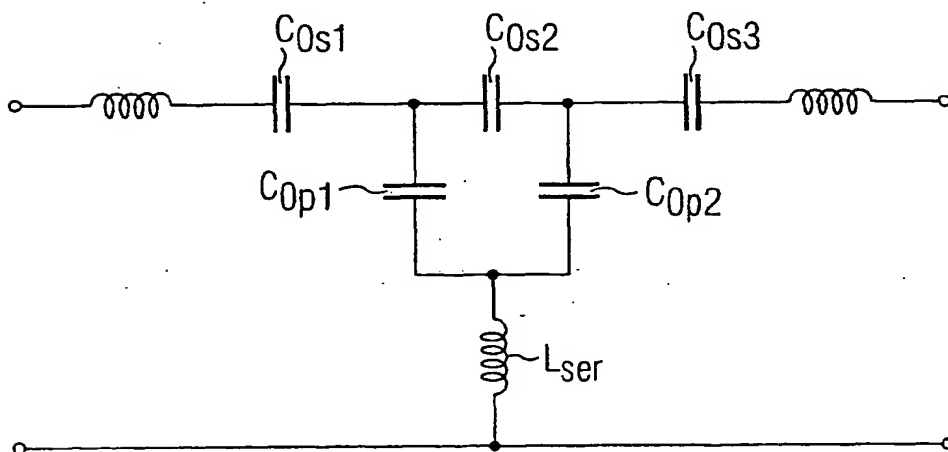


FIG 24

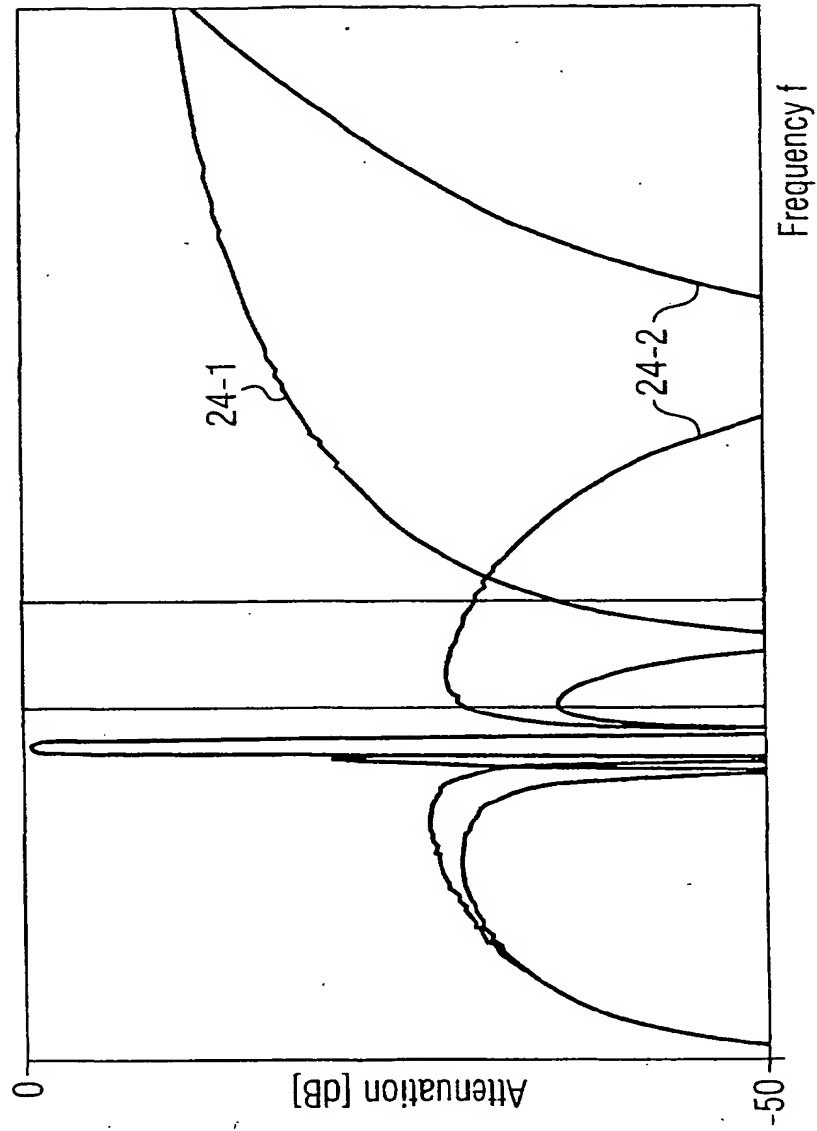


FIG 25

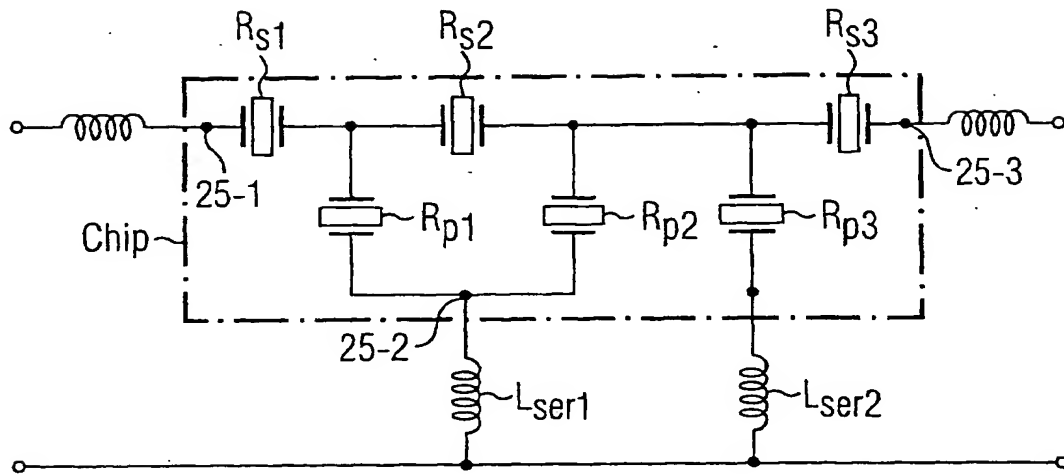


FIG 26

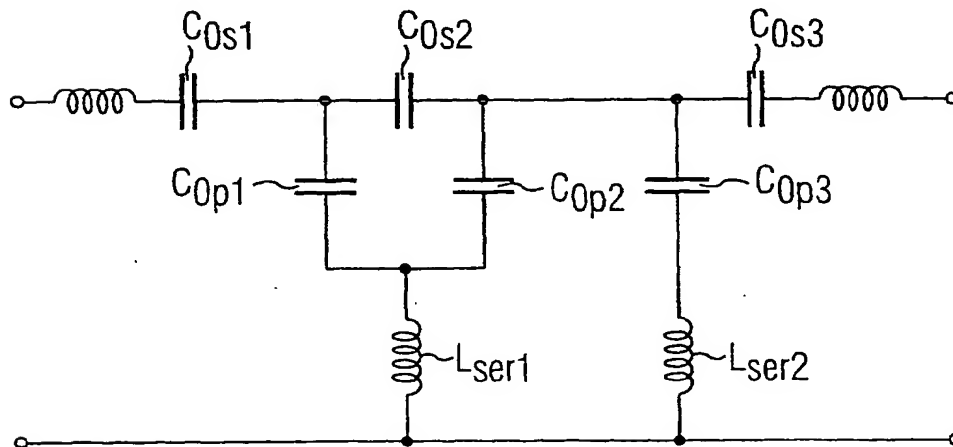


FIG 27

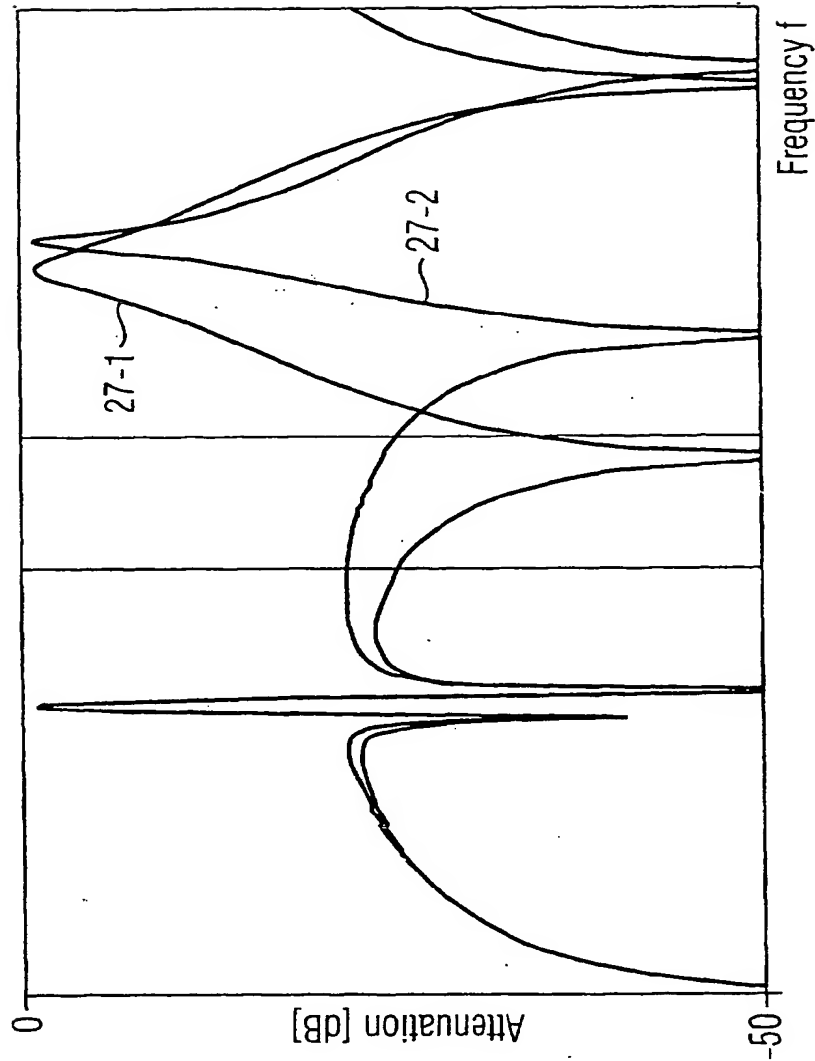


FIG 28

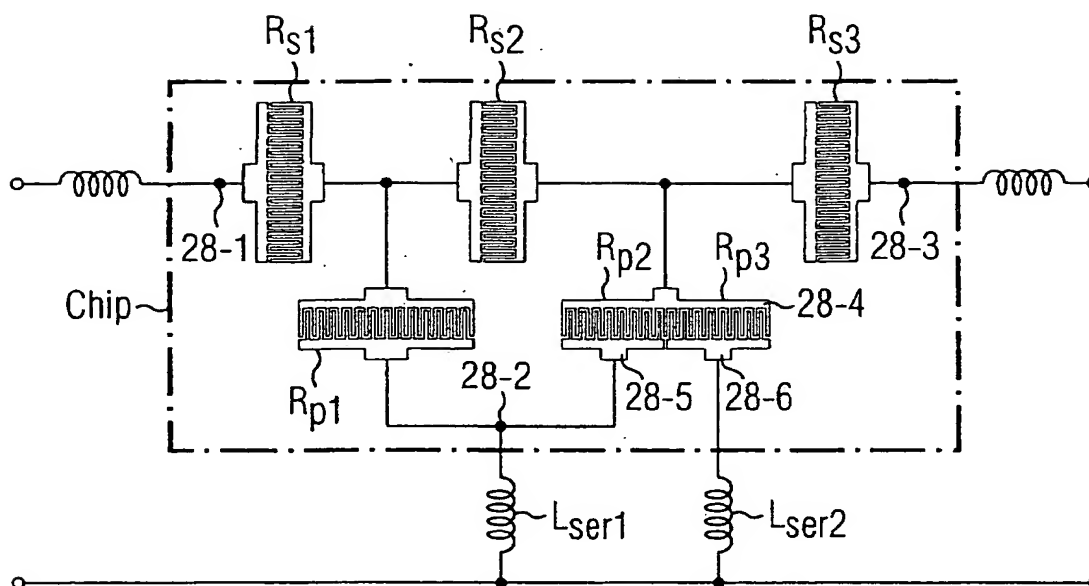


FIG 29

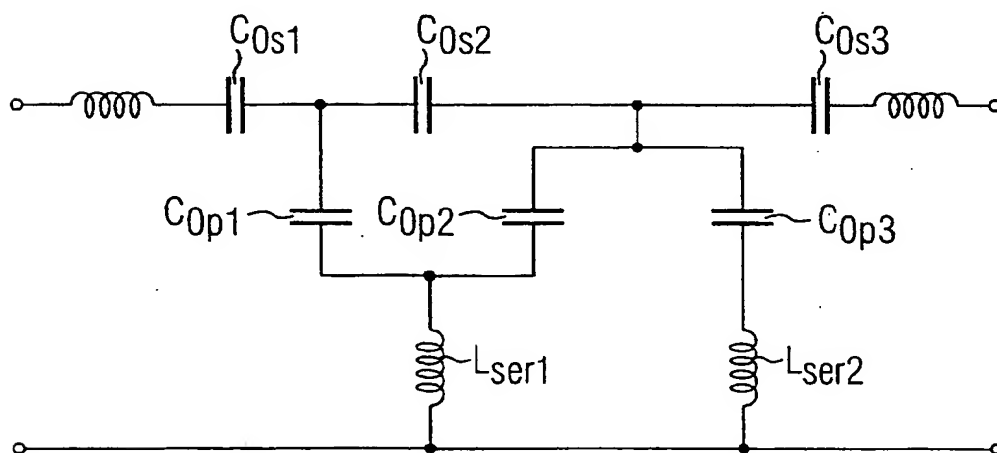


FIG 30

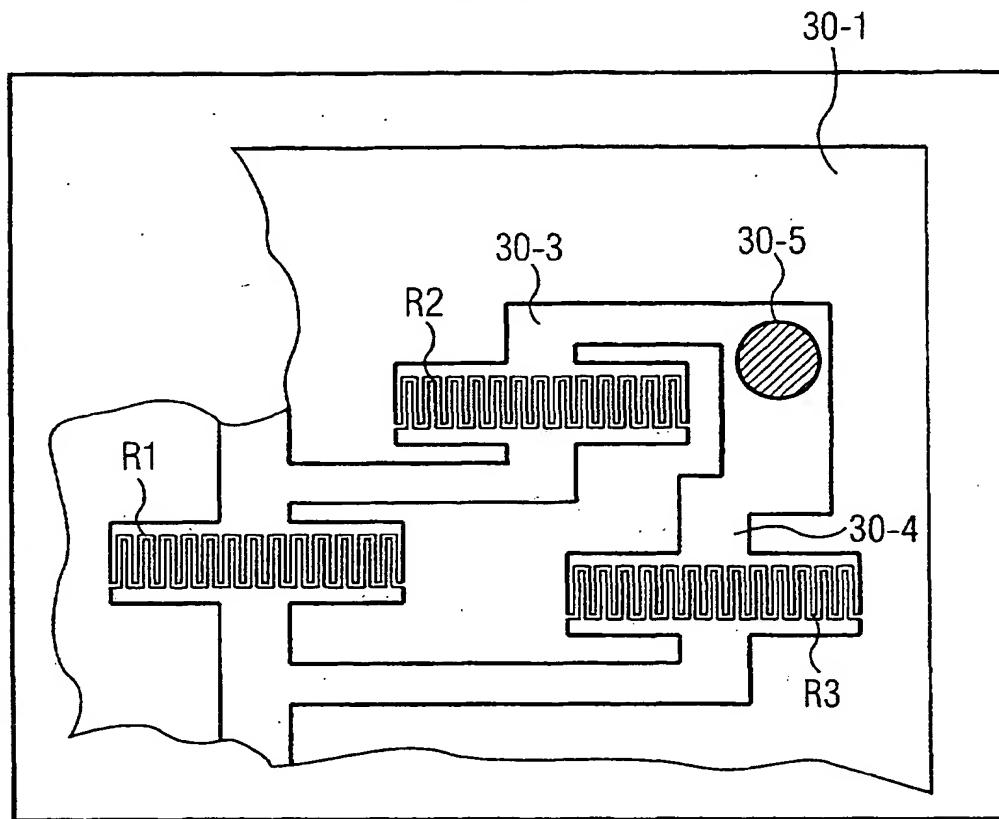


FIG 31

